

Controles por retroalimentación de salida para motor de inducción sin sensores mecánicos

ÓSCAR SALVADOR SALAS PEÑA*, JESÚS DE LEÓN MORALES*



Alrededor de 70% de la energía eléctrica generada es utilizada para hacer funcionar motores eléctricos.¹ Incontables ejemplos de la aplicación y utilización de éstos se encuentran en la industria, el comercio, los servicios y el hogar. Es significativo el hecho de que los motores eléctricos suministran, en su mayor parte, la energía que mueve los procesos industriales, por lo que la conservación y adecuada operación de los motores en la industria representa uno de los campos más fértiles de oportunidades en el ahorro de energía, lo cual se traduce en una reducción en los costos de producción y en una mayor competitividad.

Por otro lado, los motores eléctricos más usados son los de inducción trifásicos, debido a su confiabilidad, robustez y bajo precio. Dichos motores tienen la limitante de mantener su velocidad fija, sin importar las variaciones de carga, y ésta es variable

sólo cambiando el número de polos. Sin embargo, la mayoría de los procesos industriales requieren variación de velocidad. Para ello se utilizan variadores de frecuencia, los cuales permiten modificar la velocidad de un motor del tipo inducción. La variación de la frecuencia de la tensión de alimentación permite regular la velocidad del motor, pero provoca una variación indeseada del flujo y del par en el motor, debido al fuerte acoplamiento de las variables. El control escalar toma en cuenta

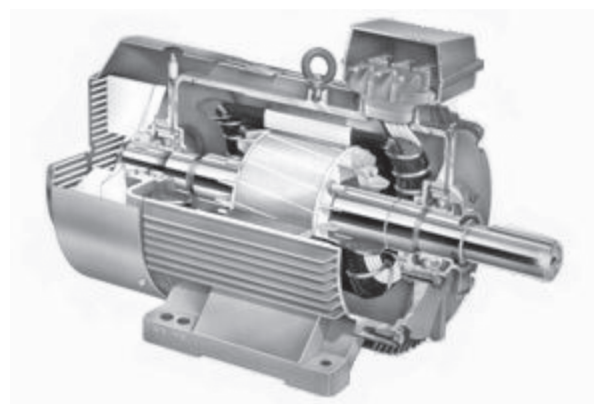


Fig. 1. Diagrama del corte de un motor de inducción trifásico.

□ El presente artículo está basado en la investigación "Diseño de algoritmos de control y observación para el motor de inducción sin sensores mecánicos", galardonada con el Premio de Investigación UANL 2006 en la categoría de Ingeniería y Tecnología, otorgado en sesión solemne del Consejo Universitario de la UANL, en septiembre de 2006.

* Facultad de Ingeniería Mecánica y Eléctrica, UANL.
salvador.sp@gmx.net, drjleon@gmail.com

ta dicho acoplamiento e intenta que el flujo sea constante, para poder suministrar par máximo a cualquier velocidad. Se trata de un método robusto, ya que el conocimiento de los parámetros del motor no es necesario; sin embargo, ofrece una respuesta dinámica lenta e imprecisa, pero es una buena aproximación cuando las exigencias de control no son estrictas.

Si se desea aprovechar al máximo las prestaciones del motor en cualquier punto de operación, y mejorar la respuesta dinámica y la precisión, es necesario utilizar otros esquemas. Los controladores del motor de inducción de alto desempeño pueden implementarse por medio de un control de velocidad o flujo, el cual recae en el concepto de orientación del campo.² Un algoritmo de orientación del campo (conocido como control vectorial) es un control por retroalimentación de salida basado en mediciones de corrientes y velocidad o posición del rotor. Usualmente se utiliza un encoder para medir la posición del rotor, pero la presencia de estos sensores requiere espacio adicional para montaje y mantenimiento, lo cual incrementa el costo y el tamaño del controlador. Además, el costo del sensor de velocidad, por lo menos para máquinas de potencia menor a 10kW, es del mismo orden que el costo del motor. Debido a lo anterior, la reducción en el número de sensores representa una ventaja en el costo, ya que se reducen los requerimientos de mantenimiento, permitiendo así un incremento en la confiabilidad debido a la ausencia de dicho componente mecánico, y además se presenta mejor inmunidad al ruido.

Por otro lado, la operación en ambientes hostiles, la mayoría de las veces requiere un motor en el cual no se permite montar sensores mecánicos. Además, la ausencia de conmutador permite que el motor de inducción pueda emplearse en áreas tan variadas que van desde la industria química y la aeronáutica hasta la medicina. Debido a esto, en años recientes ha habido un gran número de investigadores que busca eliminar el sensor de velocidad (es decir, desarrollar métodos de control sin sensores). Varios métodos han sido propuestos en la bibliografía.³⁻⁵ El propósito de este artículo es comparar dos controladores por retroalimentación de salida sin sensores, usando un observador de

velocidad (sensor computacional) que logra el seguimiento global y exponencial de la velocidad del rotor sin mediciones del flujo en el rotor, velocidad ni par de carga. Los controles considerados en este artículo son controles de campo orientado, basados en modos deslizantes y *backstepping*, y la estimación de la velocidad está basada en un observador de alta ganancia interconectado.

Este artículo está organizado de la siguiente forma: primeramente se definirá el modelo del motor de inducción, después se presentará el *benchmark* de control. Posteriormente se presentarán los controles y el observador de velocidad. Enseguida se mostrarán los resultados de simulación y experimentales. Por último, se establecen ciertas conclusiones.

Modelo del motor de inducción

En este trabajo consideraremos el modelo matemático del motor de inducción, el cual puede simplificarse mediante la *transformación de concordia*.⁶ Las ecuaciones dinámicas transformadas están dadas en el sistema de coordenadas fijo (α, β). Aplicando esta transformación, el modelo del motor de inducción que describe su comportamiento dinámico está dado por (1).

$$\begin{pmatrix} \dot{\phi}_{r\alpha} \\ \dot{\phi}_{r\beta} \\ \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{i}_{s\beta} \\ \Omega \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} -a\phi_{r\alpha} - p\Omega\phi_{r\beta} + aM_{sr}i_{s\alpha} \\ -a\phi_{r\beta} + p\Omega\phi_{r\alpha} + aM_{sr}i_{s\beta} \\ b(a\phi_{r\alpha} + p\Omega\phi_{r\beta}) - \gamma i_{s\alpha} \\ b(a\phi_{r\beta} - p\Omega\phi_{r\alpha}) - \gamma i_{s\beta} \\ m(\phi_{r\alpha}i_{s\beta} - \phi_{r\beta}i_{s\alpha}) - c\Omega - \frac{1}{J}T_l \end{pmatrix} \quad (1)$$

$$+ \begin{pmatrix} 0 & 0 \\ 0 & 0 \\ m_1 & 0 \\ 0 & m_1 \\ 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} u_{s\alpha} \\ u_{s\beta} \end{pmatrix}$$

donde $i_{s\alpha}, i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta}, u_{s\alpha}, u_{s\beta}, \Omega, T_l$ denotan las corrientes del estator, los flujos del rotor, las entradas de voltaje al estator ($u_{s\alpha}, u_{s\beta}$), la velocidad angu-

lar y el par de carga, respectivamente. Los parámetros a , b , c , γ , σ , m y m_1 están definidos de la siguiente forma:

$$\begin{aligned} a &= (R_r / L_r) 2b = (M_{sr} / L_s L_r) 2c = (f_v / J) \\ m_1 &= (1 / L_s) 2 = (1 - (M_{sr} / L_s L_r)) 2 \\ m &= (p M_{sr} / J L_r) 2f = \frac{L_r R_s + M_{sr} R_r}{L_s L_r} \end{aligned}$$

donde R_s y R_r son las resistencias. L_s y L_r son las inductancias propias, M_{sr} es la inductancia mutua entre el estator y los devanados del rotor. p es el número de pares de polos. J es la inercia del sistema (motor más carga) y f_v es el coeficiente de amortiguamiento viscoso.

Por lado, las entradas de control son los voltajes del estator. El par de carga es visto como una perturbación. Sólo corrientes y voltajes son medibles.

Como se verá después, la ley de control está dada en el marco de referencia fijo en el rotor (d-q). La transformación que permite pasar de un marco de referencia a otro se conoce como *Transformación de Park*. Las mediciones de las corrientes y voltajes del motor están dadas en el sistema de coordenadas clásico fijo en el estator (a , b , c). Por lo tanto, es necesario efectuar un cambio de coordenadas para las mediciones mediante la transformación de concordia.

Benchmark de control

Ahora, definimos un *benchmark* llamado “Benchmark de control sin sensores”, cuyo objetivo es probar y evaluar algoritmos de control sin sensores (utilizando observadores, es decir, sensores computacionales que remplazaran a los sensores físicos). En este *benchmark* se han definido las trayectorias de referencia mostradas en la figura 2. Al inicio, la velocidad y el par de carga son nulos hasta que el flujo en el motor alcanza un valor determinado. Después, la referencia de la velocidad es llevada a 20rd/s y entre 1.5s y 2.5s el par de carga es aplicado. Este primer paso permite probar el desempeño y la robustez de los controladores sin sensores mecánicos (control+observador) a baja velocidad. Entre 3s y 4s, la velocidad se incrementa hasta alcanzar su valor nominal (100rd/s) y permanece

constante hasta $t=6s$, entonces se aplica nuevamente el par de carga a los 5s. Este segundo paso se define para probar el comportamiento de los controles sin sensores mecánicos (control+observador) durante un gran transitorio de velocidad y su robustez a altas velocidades. Posteriormente, el motor es conducido a una velocidad baja, negativa y constante desde los 7s hasta los 9s. Esta velocidad se selecciona para obtener una frecuencia de cero en el estator. Este último paso permite ilustrar el fenómeno de inobservabilidad (desde $t=7s$ hasta $t=9s$). Finalmente, el motor es conducido fuera de las condiciones de inobservabilidad. Además, se definen pruebas de robustez significativas al variar la resistencia del estator.

Control de campo orientado con *backstepping* y con modos deslizantes

En esta sección presentamos un control de campo orientado (también conocido como control vectorial) basado en las técnicas de diseño conocidas como *backstepping* y en modos deslizantes. El objetivo de este control es desacoplar el flujo y el par del rotor, con el fin de controlar el par del motor y de esta forma la velocidad del motor de inducción. La técnica de *backstepping* puede describirse como el diseño de controles para de sistemas simples (sistemas de primer orden), hasta llegar a de-

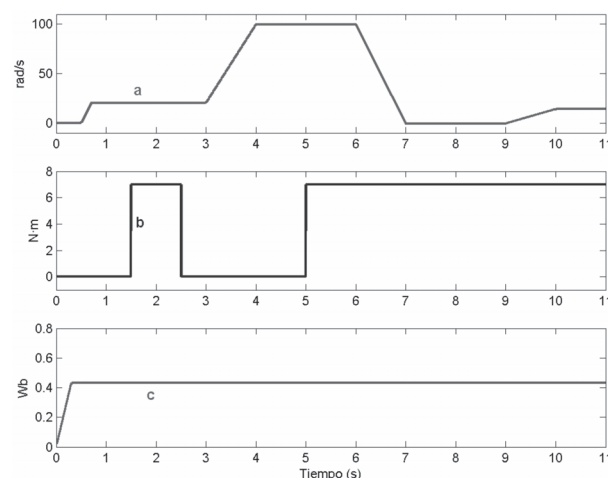


Fig. 2. Trayectorias del *benchmark* de control: a) velocidad de referencia, b) par de carga de referencia, c) Referencia de la norma del flujo.

terminar el control general que se desea aplicar al motor de inducción. Por otro lado, la idea básica del control por modos deslizantes es forzar al estado mediante una retroalimentación discontinua a moverse en una superficie llamada deslizante. Un problema específico inherente a esta técnica es el efecto de *chattering* o castaño, el cual se caracteriza por oscilaciones de alta frecuencia alrededor de la variedad deslizante. Para superar este problema se propone una retroalimentación de voltaje mediante modos deslizantes con controles cuya referencia sean lazos de corriente del tipo PI. La salida de los controles PI son las entradas de control (voltajes) del inversor del motor de inducción.

A. Diseño del control de campo orientado vía *Backstepping* y vía *modos deslizantes*

1) *Control de campo orientado*. Este método consiste en reescribir la dinámica del modelo del motor de inducción (1) en un marco de referencia giratorio (d-q). En este nuevo sistema de coordenadas se observa que al mantener la magnitud del flujo del rotor constante existe una relación lineal entre una variable de control y la velocidad. Sea $p = \arctan(\phi_{s\alpha} / \phi_{s\beta})$, al aplicar la transformación de Park para todas las variables eléctricas, obtenemos el llamado modelo (d-q) del motor de inducción, el cual está dado como:

$$\begin{pmatrix} \dot{\Omega} \\ \dot{\rho} \\ \dot{i}_{sd} \\ \dot{i}_{sq} \\ \dot{\phi}_{rd} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m\phi_{rd}i_{sq} - c\Omega \\ p\Omega + a\frac{M_{sr}}{\phi_{rd}}i_{sq} \\ -\gamma i_{sd} + ab\phi_{rd} + p\Omega i_{sq} + a\frac{M_{sr}}{\phi_{rd}}i_{sq} \\ -\gamma i_{sq} - bp\Omega\phi_{rd} - p\Omega i_{sd} + a\frac{M_{sr}}{\phi_{rd}}i_{sd}i_{sq} \\ -a\phi_{rd} + aM_{sr}i_{sd} \end{pmatrix} \quad ()$$

$$+ \begin{pmatrix} 0 & 0 & \frac{-1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \\ m_1 & 0 & 0 \\ 0 & m_1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} V_{sd} \\ V_{sq} \\ T_l \end{pmatrix}$$

donde i_{sd} , i_{sq} y V_{sd} , V_{sq} son las corrientes y voltajes del estator en la fase d y q, respectivamente; ϕ_{rd} es la magnitud del flujo en el rotor (la norma del vector de flujo del rotor). El par electromagnético es ahora proporcional al producto de las variables de estado i_{sq} y ϕ_{rd} . Por otro lado, las ecuaciones diferenciales para i_{sd} , y i_{sq} aún poseen términos altamente no lineales. Para eliminar el efecto de esas no linealidades en las corrientes, forzamos el sistema al modo de control por corriente mediante retroalimentación de alta ganancia, para forzar el sistema a seguir sus correspondientes referencias i_{sd}^* , y i_{sq}^* , respectivamente. Estos lazos de corriente PI resultan en una rápida respuesta en las corrientes. Como resultado, i_{sd}^* e i_{sq}^* pueden considerarse como las nuevas entradas y el sistema de ecuaciones se simplifica de la siguiente forma:

$$\begin{pmatrix} \dot{\Omega} \\ \dot{\phi}_{rd} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} m\phi_{rd}i_{sq}^* - c\Omega - \frac{T_l}{J} \\ -a\phi_{rd} + aM_{sr}i_{sd}^* \end{pmatrix} \quad (3)$$

Por otro lado, después de que se establece el flujo en el motor ($\phi_{rd} = \phi_{rd}^*$), la ecuación del par electromagnético puede describirse así:

$$T_e = K_T i_{sq}^* \quad ()$$

donde K_T es la constante de par del motor definida por: $K_T = (pM_{sr}/L_r)\phi_{rd}^*$. Como consecuencia, existe una relación lineal entre la entrada i_{sq}^* lo cual será retomado por medio de técnicas de *Backstepping* a continuación.

2) *Control Backstepping*. Considere la ecuación mecánica del motor de inducción dada en (3):

$$\dot{\Omega} + c\Omega = h i_{sq}^* \quad (5)$$

donde $h = K_T / J$.

Nota. El par de carga será considerado como una perturbación que debe ser rechazada por el control.

Al introducir términos de incertidumbre, la ecuación anterior (5) se vuelve:

$$\Omega = -(c + \Delta c)\Omega + (h + \Delta h)i_{sq}^*$$

donde los términos Δc y Δh representan las incertidumbres de c y h , respectivamente. Con el fin de diseñar una ley de control que siga la referencia de velocidad deseada, se define el error de seguimiento de la velocidad:

$$e_{\Omega}(t) = \Omega(t) - \Omega_m^*(t)$$

donde $\Omega_m^*(t)$ es la referencia de la velocidad angular.

Hipótesis. Suponemos que el término de incertidumbre d está acotado, es decir, existe una constante $P > 0$ tal que $||d|| < P$.

Diseño del control de velocidad: de acuerdo a la metodología de *backstepping*, la corriente de referencia i_{sq}^* se define como

$$i_{sq}^*(t) = \alpha + \Omega_m^* - h z_1 - k z \quad ()$$

donde

$$\begin{aligned} z_1 &= e_{\Omega}(t) \\ z &= \int_0^t i_{sq}^* dt - \alpha - \Omega_m^* \\ \alpha &= \frac{1}{h} [c\Omega + (1-h)\Omega_m^* - k_1 z_1 - \gamma] \end{aligned}$$

Diseño del control de flujo: a partir de (3) se tiene

$$\begin{aligned} i_{sd}^*(t) &= KI_{\phi_{rd}} \int_0^t e_{\phi}() d + Kp_{\phi_{rd}} \\ &+ 1/(aM_{sr})\dot{\phi}_{rd}^* + 1/M_{sr}\phi_{rd}^* \end{aligned} \quad (7)$$

3) Control por modos deslizantes

Diseño del control de velocidad: se define la corriente de referencia de la siguiente forma:

$$i_{sq}^* = \frac{1}{h} [u(\Omega) + c\Omega_m^* + \Omega_m^*] \quad ()$$

donde k, l, β son constantes positivas

$$u(\Omega) = k e_{\Omega}(t) - l\Gamma - \beta \operatorname{sgn}(\Gamma)$$

Γ es una variedad deslizante definida como

$$\Gamma(t) = e_{\Omega}(t) - (k - c) \int_0^t (e_{\Omega}()) d$$

Diseño del control de flujo: se utiliza la misma referencia que (7).

Observadores interconectados

En un sistema dinámico, representado mediante un modelo matemático en variables de estado, resulta que algunas variables de estado pueden tener un significado físico, de modo que sus valores pueden ser medidos o determinados directamente a partir de magnitudes físicas del sistema. De lo anterior, se tiene que si se contara con los sensores adecuados estas variables físicas se pudieran medir. Sin embargo, en la mayoría de los casos, para determinar el valor de estas variables de estado, o no existen los sensores para medirlas o éstos resultan extremadamente caros. En este caso general, los valores de las variables de estado que se desean conocer para efectuar el control por retroalimentación han de ser calculados a partir de la evolución de las variables conocidas del sistema, que son sus salidas y sus entradas. El cálculo de las variables de estado se realiza en el sistema denominado *observador*.

Un observador (o *sensor computacional*) es una copia del sistema original más un término de corrección, de tal forma que los valores de sus variables convergen exponencialmente a los valores reales del sistema que se desean medir.

Contrario a lo que sucede con los sistemas lineales, es un hecho bien conocido que no existe un método sistemático a través del cual se permita diseñar un observador para un sistema no lineal dado, como en el caso del motor de inducción.

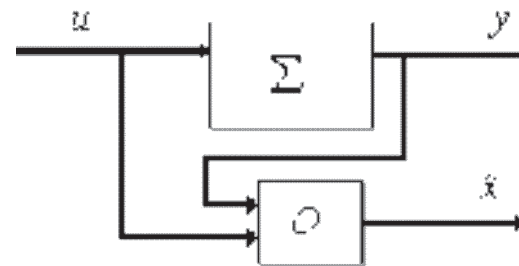


Fig. 3. Esquema de un sistema con observador.

Una solución es considerar el sistema no lineal como la interconexión entre varios subsistemas, cada uno de los cuales satisfacen ciertas propiedades, de tal manera que se pueda diseñar un observador para cada subsistema. La idea principal es, mediante la síntesis de observadores para cada subsistema y considerando que para cada observador los estados de los demás subsistemas se encuentran disponibles, diseñar un observador para el sistema completo. Entonces, un observador para el sistema completo está dado por la interconexión de los observadores.⁷

De acuerdo al enfoque anterior, el motor de inducción (1) puede reescribirse como:

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{s\alpha} \\ \dot{\Omega} \\ \dot{T}_l \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & bp\phi_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\alpha} \\ \Omega \\ T_l \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + m_1 u_{s\alpha} + ab\phi_{r\alpha} \\ -m\phi_{r\beta} i_{s\alpha} + m\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - c\Omega \\ 0 \end{pmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{pmatrix} \dot{i}_{s\beta} \\ \dot{\phi}_{r\alpha} \\ \dot{\phi}_{r\beta} \end{pmatrix} = \begin{pmatrix} 0 & -bp\Omega & 0 \\ 0 & 0 & -p\Omega \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \begin{pmatrix} i_{s\beta} \\ \phi_{r\alpha} \\ \phi_{r\beta} \end{pmatrix} + \begin{pmatrix} -\gamma i_{s\beta} + m_1 u_{s\beta} + ab\phi_{r\beta} \\ -a\phi_{r\alpha} + aM_{sr} i_{s\alpha} \\ p\Omega\phi_{r\alpha} + aM_{sr} i_{s\beta} - a\phi_{r\beta} \end{pmatrix} \quad (10)$$

donde T_l se asume como par constante.

El sistema (9)-(10) puede representarse en forma interconectada compacta como:

$$\begin{cases} \dot{X}_1 = A_1(u_2y_2X_1)X_1 + g_1(u_2y_2X_1, 2X_1) \\ y_1 = C_1X_1 \\ \dot{X} = A(u_2y_2X_1)X + g(u_2y_2X, 2X_1) \\ y = C X \end{cases} \quad (11)$$

donde

$$A_1(u_2y_2X_1) = \begin{pmatrix} 0 & bp\phi_{r\beta} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-1}{J} \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix} \quad 2A(u_2y_2X_1) = \begin{pmatrix} 0 & -bp\Omega & 0 \\ 0 & 0 & -p\Omega \\ 0 & 0 & 0 \end{pmatrix}$$

$$g_1(u_2y_2X_1, 2X_1) = \begin{pmatrix} -\gamma i_{s\alpha} + m_1 u_{s\alpha} + ab\phi_{r\alpha} \\ -m\phi_{r\beta} i_{s\alpha} + m\phi_{r\alpha} i_{s\beta} - c\Omega \\ 0 \end{pmatrix}$$

$$g(u_2y_2Z_1, 2Z) = \begin{pmatrix} -\gamma i_{s\beta} + m_1 u_{s\beta} + ab\phi_{r\beta} \\ -a\phi_{r\alpha} + aM_{sr} i_{s\alpha} \\ p\Omega\phi_{r\alpha} + aM_{sr} i_{s\beta} - a\phi_{r\beta} \end{pmatrix}$$

y $X_1 = \text{col}(x_{11}, x_{12}, x_{13})$ es el estado del primer subsistema con $x_{11} = i_{s\alpha}$, $x_{12} = \Omega$, $x_{13} = T_l$, $C_1 = C_2 = (1, 0, 0)$; y $X_2 = \text{col}(x_{21}, x_{22}, x_{23})$ el estado del segun-

do subsistema con

$x_{21} = i_{s\beta}$, $x_{12} = \phi_{r\alpha}$, $x_{13} = \phi_{r\beta}$. $u = [u_{s\alpha}, u_{s\beta}]^T$ e $y = [i_{s\alpha}, i_{s\beta}]^T$ son las entradas y las salidas del sistema completo.

El objetivo es diseñar observadores para los subsistemas (11) y (12), los cuales están basados en la forma de sistemas afines interconectados.⁷

Bajo este enfoque, un observador para el sistema (11) y (12) está dado por:

$$\begin{cases} \dot{Z}_1 = A_1(u_2y_2Z_1)Z_1 + g_1(u_2y_2Z_1, 2Z_1) + S_1^{-1}C_1^T(y_1 - y_1) \\ \dot{S}_1 = -\tau_1 S_1 - A_1^T(u_2y_2Z_1)S_1 - S_1 A_1(u_2y_2Z_1) + C_1^T C_1 \\ y_1 = C_1 Z_1 \end{cases} \quad (13)$$

$$\begin{cases} \dot{Z} = A(u_2y_2Z_1)Z + g(u_2y_2Z_1, 2Z) + S^{-1}C^T(y - y) \\ \dot{S} = -\tau S - A^T(u_2y_2Z_1)S - S A(u_2y_2Z_1) + C^T C \\ y = C Z \end{cases} \quad (1')$$

donde

$$Z_1 = \text{col}(i_{s\alpha}, \Omega, T_l), \quad Z_2 = \text{col}(i_{s\beta}, \phi_{r\alpha}, \phi_{r\beta})$$

$$S_i = S_i^T > 0, \quad i = 1, 2.$$

$\|S_1\|$ y $\|S_2\|$ están acotados para ϵ_1 y ϵ_2 , suficientemente grandes. $S_1^{-1}C_1^T C_1$ y $S_2^{-1}C_2^T C_2$ son las ganancias de los observadores (13) y (14), respectivamente. Debido a la falta de espacio se omiten los análisis de estabilidad, para más detalles ver Ghanes *et al.*⁸ Aunque los vectores completos X_1 y X_2 se consideran como señales conocidas, no se requieren para la implementación de los observadores ya que éstos sólo utilizan x_{11} y x_{21} como señales medibles (conocidas), las cuales son las corrientes en el estator.

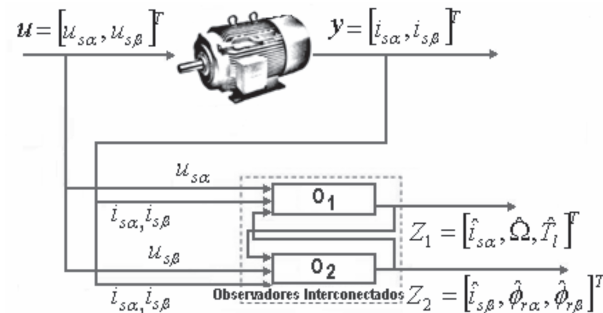


Fig. 4. Diagrama del observador interconectado.

Resultados de simulación

En esta sección, ambos controles, *backstepping* y control por modos deslizantes con control de campo orientado, se probaron en el “Benchmark de control”. Las pruebas se realizaron con un motor de inducción de las siguientes características: potencia nominal 1.5kW, velocidad angular nominal: 1430rev/min, pares de polos: 2, voltaje nominal: 220V, corriente nominal: 7.5A.

Los parámetros nominales del motor de inducción son:

$R_s = 1.633\text{ohm}$, $R_r = 0.93\text{ohm}$, $L_s = 0.142\text{H}$, $L_r = 0.075\text{H}$, $M_{sr} = 0.099\text{H}$, $J = 0.0111\text{Kg}\cdot\text{m}^2$, $f_v = 0.0018\text{Nm/rd/s}$.

Los parámetros de los controles y del observador se seleccionaron de la siguiente forma: $\gamma_1 = 26000$, $k_1 = 200$, $k_2 = 0.01$, $k = 90$, $l = 400$, $\beta = 300$, $K_{i_{vd}} = 250$, $K_{p_{vd}} = 40000$, $K_{i_{vq}} = 2$, $K_{p_{vq}} = 400$, $K_{i_\phi} = 0.04$, $K_{p_\phi} = 5$, $q_1 = 140$ y $\theta_2 = 55$ para satisfacer las condiciones de convergencia.

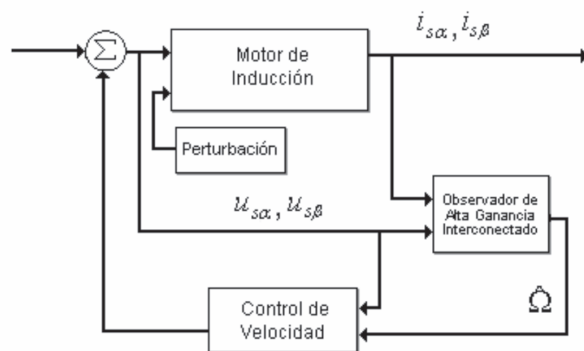


Fig. 5. Diagrama a bloques del sistema completo.

El diagrama a bloques del sistema completo, observador y control es presentado en la figura 5. El bloque ‘observador de alta ganancia interconectado’ emplea únicamente las mediciones de voltajes y corrientes para estimar la velocidad y el par de carga del motor de inducción. En el bloque ‘control’ se usa el estimado de la velocidad en lazo cerrado, en este bloque se desarrolla el control vectorial con *backstepping* o modos deslizantes, en donde se le impone al motor a seguir las trayectorias de referencia para la velocidad y el flujo magnético. El modelo del motor de inducción se inclu-

ye en el bloque del mismo nombre. El bloque ‘perturbación’ provee del par de carga, el cual es visto como una perturbación.

En las siguientes figuras se puede apreciar el desempeño del sistema completo (observador + control), tanto para el caso nominal (figuras 6-7) como para cuando existe una variación de 50% en la resistencia en el estator (figuras 8-9).

De las figuras (6-9) podemos observar que ambos esquemas se desempeñaron bien en el seguimiento de las trayectorias de referencia y en el rechazo de perturbaciones. Sin embargo, se presenta un error estático considerable en el esquema de *backstepping*. Tomando en cuenta que el motor de inducción posee parámetros que varían con el tiempo, es necesario contar con un esquema de control

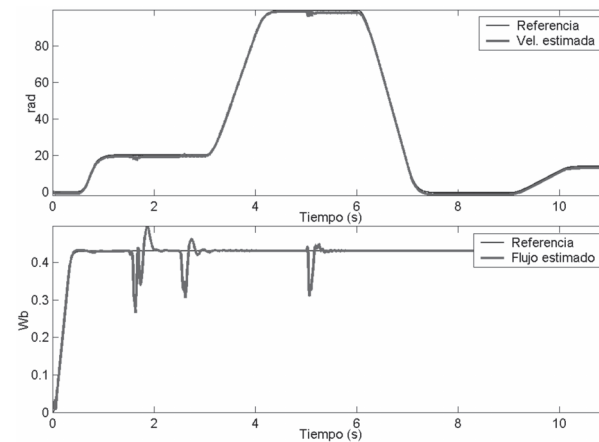


Fig. 6. Observador + control *backstepping*. Caso nominal.

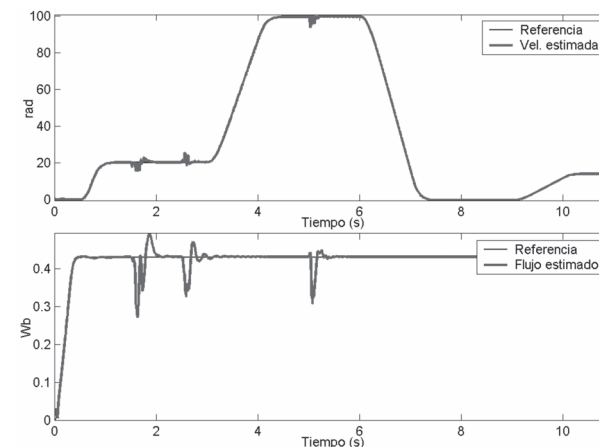


Fig. 7. Observador + control por modos deslizantes. Caso nominal.

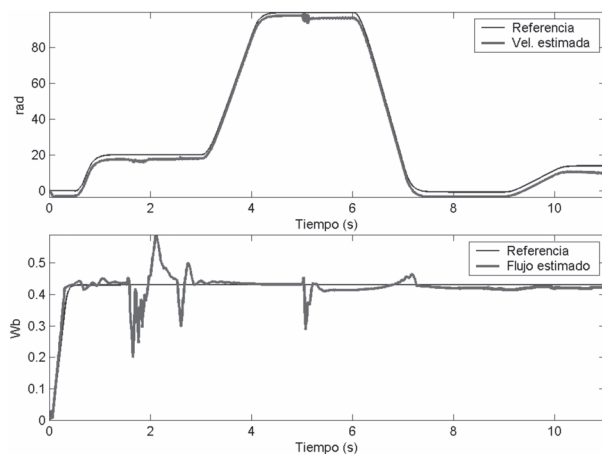


Fig. 8. Observador + control *backstepping*. Variación en la resistencia del estator (+50%).

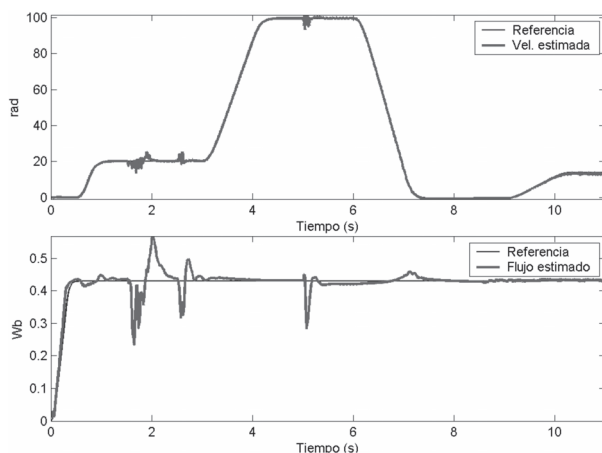


Fig. 9. Observador + control por modos deslizantes. Variación en la resistencia del estator (+50%).

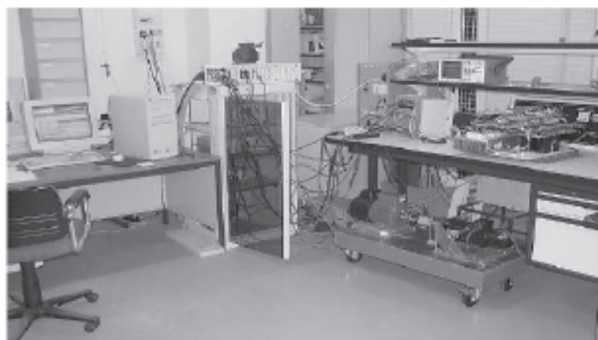


Fig. 10. Instalación experimental.

que sea robusto. Con base en esto, se optó por validar experimentalmente sólo el esquema de modos deslizantes.

La instalación experimental utilizada para realizar los experimentos está localizada en el Institut de Recherche en Communications et Cybernétique de Nantes⁹ (IRCCyN), Francia (figura 10).

En las figuras 13-14 se pueden observar los resultados obtenidos de forma experimental, los cuales se muestran igualmente satisfactorios. La velocidad del motor sigue adecuadamente su referencia, incluso bajo condiciones de inobservabilidad, sin embargo aparece un pequeño error estático. En términos del rechazo de perturbaciones, el par de carga se rechaza de igual forma tanto a baja como a alta velocidad. No obstante, existe un error estático en el momento en que se aplica el par y cuando el par de carga es removido. Para el estimado del flujo se da la misma conclusión, además existe un pequeño sobrepaso al comienzo, el cual se debe a las condiciones iniciales. Para el caso en que se presenta una variación en la resistencia del estator de +50% (figura 14), puede apreciarse que el desempeño del sistema completo “observador + control” mejora ligeramente con respecto al caso nominal, de igual forma se reduce el error estático. Esta mejora puede explicarse debido al hecho de que los parámetros se encuentran más próximos a los parámetros reales del motor de inducción, lo cual puede obtenerse por simulación con los mismos parámetros para el modelo y el controlador.

Cabe destacar que la validación experimental fue realizada tanto *in situ* como a distancia. Debido a que trasladarse al laboratorio adecuado, donde se cuente con el equipo necesario para realizar pruebas similares, resulta costoso en recursos de todo tipo, ya sea en tiempo y en dinero. Como solución a este problema, considerando la infraestructura computacional disponible, se llevó a cabo la implementación a distancia del algoritmo propuesto. De esta forma se reducen al mínimo los costos (traslados, licencias de *software*, adquisición de equipo, etc.), al trabajar virtualmente *in situ*.

A continuación se muestra un diagrama del método propuesto.

Los motores, la tarjeta controladora (dSPACE[®]) y demás equipo necesario se encuentran físicamente en un laboratorio del IRCCyN. Dentro de la estructura de comunicación, la tarjeta dSPACE[®] se

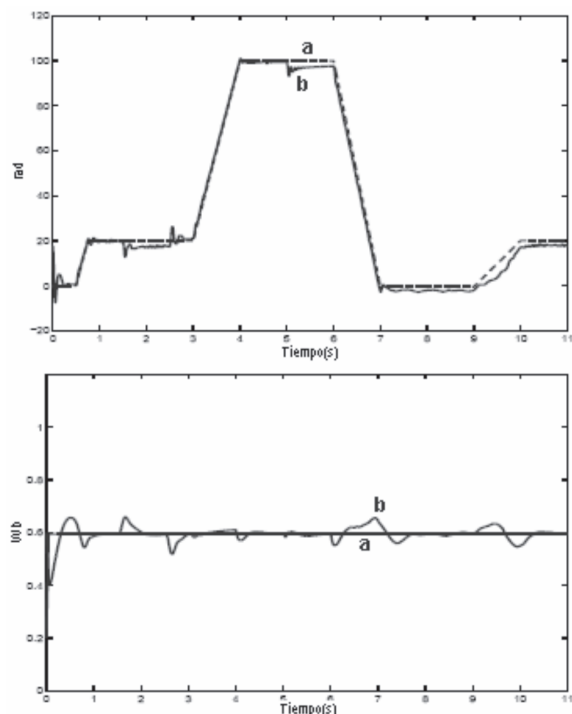


Fig. 13. Observador + control por modos deslizantes. Validación experimental para el caso nominal. a) Referencia, b) estimado.

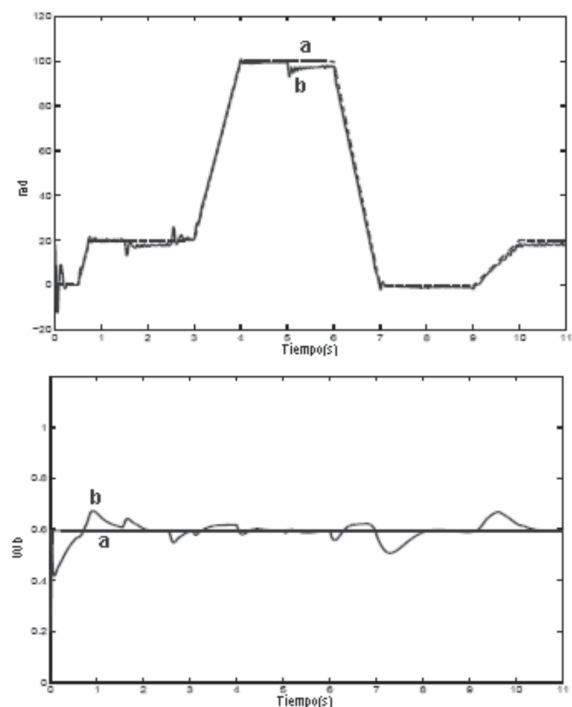


Fig. 14. Observador + control por modos deslizantes. Validación experimental con variación (+50%) en la resistencia en el estator. a) Referencia, b) estimado.

de velocidad que logra seguimiento exponencialmente global de la velocidad para el motor de inducción. El control propuesto utiliza mediciones de las corrientes del estator, y se denomina sin sensores debido a que no se requiere sensor mecánico. Se usa un *benchmark* para validar los controles bajo tres condiciones de operación: 1. Baja velocidad con carga nominal. 2. Alta velocidad con carga nominal. 3. En condiciones de inobservabilidad (a bajas frecuencias). El control propuesto ha sido validado en las trayectorias de referencia de este *benchmark*.

Palabras clave: Motor de inducción, Observadores interconectados, Control *backstepping*, Control por modos deslizantes

Abstract

In this paper, we present two sensorless output feedback controllers using a speed observer that achieves a global exponential rotor speed tracking for induction motors. The proposed controllers utilize stator current measurements and it is termed sensorless because of the fact that no mechanical sensors are required. A benchmark is used for controller validation under three operating conditions: 1. Low speed with nominal load. 2. High speed with nominal load. 3. Cases where the motor state is unobservable (at low frequencies). The proposed controller has been tested and validated on the reference trajectories of this benchmark.

Keywords: Induction motor, Interconnected observers, Backstepping Control, Sliding Mode Control.

Referencias

1. Comisión Nacional para el Ahorro de Energía <http://www.conae.gob.mx/>
2. Blaschke, F. (1972). The principle of field orientation applied to the new transvector closed-loop control system for rotating field machines, Siemens-Rev., 39, pp. 217-220.
3. C. Schauder (1989). Adaptive speed identification for vector control of induction

- motors without rotational transducers, in IEEE Industry Applications Soc. Annu. Meeting, San Diego, CA, pp. 493499.
4. T. Okuyama, N. Fujimoto, T. Matsui, Y. Kubota, (1986). A high performance speed control scheme for induction motor without speed and voltage sensors, in IEEE Industry Applications Soc. Annu. Meeting, Denver, CO, pp. 106111.
 5. M. Ghanes, J. De Leon and Alan Glumineau, Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors, IEE Proc. Control Theory and Applications, vol. 152, No. 4, pp. 371378, Jul. 2005.
 6. Chiasson, J. (1995). Non Linear Controllers For Induction Motors, IFAC Conference System Structure and Control, Nantes 5-7.
 7. Besanc ,on, G., H. Hammouri. (1998). On Observer Design for Interconnected Systems, Journal of Mathematical Systems, Estimation and Control, vol.8, No.4.
 8. M. Ghanes, J. De Leon and Alan Glumineau, Robust speed identification for speed-sensorless vector control of induction motors, IEE Proc. Control Theory and Applications., vol. 152, No. 4, pp. 371378, Jul. 2005.
 9. <http://www.irccyn.ec-nantes.fr/hebergement/BancEssai/>
 10. <http://www.ultraVNC.sourceforgenet.net/>
- Recibido: 7 septiembre de 2006*
Aceptado: 15 septiembre de 2006